Tijdschrift van het

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

DEEL 30 No. 2 1965

Sir Edward V. Appleton, 1892-1965

Op 21 april 1965 overleed plotseling in zijn huis in Edinburgh Sir Appleton, G.B.E., K.C.B., F.R.S. een van de meest vooraanstaande beoefenaren van de radiowetenschap, gevierd spreker, groot organisator, en winnaar van de Nobelprijs.

Edward Victor Appleton werd op 6 september 1892 in Bradford, Yorkshire geboren. Hij studeerde in Cambridge, waar hij in 1914 een graad in natuurkunde behaalde. De eerste wereldoorlog zag hem als kapitein bij de Royal Engineers, waar zijn interesse voor radiosignalering werd gewekt. In 1919 keerde Appleton naar Cambridge terug als, „assistant demonstrator" in de experimentele natuurkunde in het Cavendish Laboratorium onder Sir J. J. Thomson en lord Rutherford. Daar trof Appleton onder de medewerkers de Nederlander Balth. van der Pol aan, evenals hij in de groeiende radiowetenschap sterk geïnteresseerd. Hoewel Van der Pol al eind 1919 naar Haarlem vertrok, publiceerden ze samen twee artikelen over triode-oscillatoren en een nauwe vriendschap verbond hen heel hun leven. Men mag het wel hieraan toeschrijven, dat Appleton in 1922 toetrad tot het Nederlands Radio-Genootschap, een relatie die eerst door zijn dood verbroken zou worden.

Hoewel reeds in 1902 Kennely en Heaviside hadden gesuggereerd, dat een reflecterende laag in de hogere atmosfeer de elektromagnetische golven terugkaatste, was het Appleton, die in 1924 de aanwezigheid van die laag voor het eerst experimenteel aantoonde. In dat jaar werd Appleton Professor voor natuurkunde aan de Universiteit van Londen, waar hij kort tevoren gepromoveerd was. In 1927 toonde Appleton ook het bestaan aan van een tweede laag, nu bekend als de F-laag. Professor Appleton bezocht in die jaren menigmaal zijn vriend Van der Pol, die een spreekbeurt in het Philips Laboratorium voor hem organiseerde en 's avonds enkele collega's uitnodigde om met de vooraanstaande bezoeker van gedachten te wisselen. Bij een van die gelegenheden vertelde Dr. W. de Groot aan Appleton hoe uit de looptijd als functie van de draaggolffre-

quentie de elektronenconcentratie in de hogere atmosfeer kan worden afgeleid. Dit interesseerde Appleton zo zeer, dat hij zich, ondanks herhaalde aansporingen van zijn gastheer niet uit de discussie kon los maken, en bijna de boottrein naar Engeland miste.

Tijdens de tweede Algemene Vergadering van de Internationale Wetenschappelijke Radio-Unie (URSI) in 1927 sprak Appleton ook over zijn onderzoekingen over de invloed van het aardmagneetveld op de voortplanting van radiogolven. In 1932 werden deze meer volledig als de magneto-ionische theorie gepubliceerd. Voor de internationale organisatie van het wetenschappelijke radio-onderzoek was Appleton, evenals Van der Pol, bijzonder actief. Al in 1927 stelde Appleton voor atmosferische storingen magnetisch te registreren, en van 1928-1946 was hij Voorzitter van de Commissie voor Atmosferische Storingen van de URSI. Van 1936 tot 1939 was Appleton „Jacksonian professor of natural philosophy" in Cambridge. In 1938 werd hij gekozen tot president van de URSI, een functie, die hij tot 1954 zou bekleden.

Zoals vele geleerden werd Appleton in 1939 in dienst van de regering geroepen. Als secretaris van het „Department of Scientific and Industrial Research" was hij verantwoordelijk voor vele laboratoria in universiteiten en industriële organisaties gedurende de kritieke jaren van de Tweede Wereldoorlog. Zijn verdiensten werden in 1941 erkend door verheffing in de adelstand (K.C.B. = Knight Commander of the Bath) en in 1946 door een hogere onderscheiding (G.B.E. = Grootkruis orde British Empire).

Tijdens deze jaren ging Appleton's interesse voor de fundamentele fysica toch nooit verloren. Zo constateerden Britse radar-apparaten op 4 en 6 meter golflengte, in februari 1942 een grote toename van het ruisniveau, die door de zon veroorzaakt werd. In 1946 schreven Appleton en Hey hierover een artikel, dat een periode van herleefde interesse in de radioastronomie inleidde. Toen het radio-astronomisch onderzoek na de oorlog in Engeland krachtig werd opgenomen, won de Engelse regering ook steeds Appleton's adviezen in. In 1947 kreeg Appleton de Nobelprijs voor natuurkunde. In 1949 werd hij rector en vice-kanselier van de Universiteit van Edinburgh. (Op zijn voorstel werd de hertog van Edinburgh kanselier).

Bij de organisatie van het Internationale pool-jaar van 1932-33 speelde Appleton al een leidende rol, en 25 jaar later organiseerde hij in 1957-'58 als voorzitter van het URSI-comité

voor het Internationale Geofysisch Jaar opnieuw de internationale samenwerking voor een diepgaand onderzoek van de ionosfeer.

Hij richtte het Journal of Atmospheric and Terrestrial Research op, waarvan hij hoofdredacteur bleef tot zijn dood.

Degenen, die hem in de Internationale Wetenschappelijke Radio-Unie hebben meegemaakt, herinneren zich een bijzonder helder en geestig spreker en een voortreffelijk organisator. Na zijn aftreden als president in 1954, bleef hij als ere-president lid van het bestuur van de URSI. In 1962 kreeg hij de „Medal of Honor van het IRE". Hij kreeg ook hoge Amerikaanse, Noorse en Franse onderscheidingen en was lid van de Pauselijke Academie voor Wetenschappen.

Het radio-onderzoek over de gehele wereld betreurt het verlies van één van zijn grootste leiders.

Dr. F. L. Stumpers

Analysis of the amplification by means of a negative impedance

by J. W. Alexander *)

Summary

A negative impedance in a circuit can lead to amplification, provided that instability is avoided. For such a circuit, e.g. a parametric amplifier, the amplification and the bandwidth are calculated.

When the negative impedance and the load are connected in series or in parallel, it is shown that, in order that amplification should occur, not the load but the generator must be (nearly) matched to the circuit. The series circuit is to be used when the load resistance is greater than the resistance of the generator, whereas the parallel circuit is to be used in the opposite case.

1. Introduction

It is well-known that a negative resistance in a circuit yields the possibility of amplification. When this resistance is large enough in absolute value instability or, depending on the parameters of the circuit, oscillation may arise. In the remaining range the negative resistance leads to a stable amplification. In the following we shall study the amplification and the bandwidth that can be reached with such a circuit.

2. Amplification for connection in series

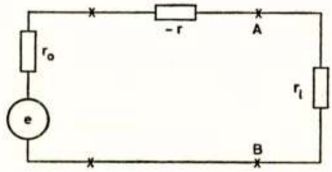


Fig. 1
Simplified circuit for connection in series

For the calculation of the amplification we start with the simplified circuit, shown in fig. 1, where a generator with e.m.f. e and internal resistance r_0 is connected to a negative resistance r and a load resistance r_l in series.

If u denotes the voltage across the load, we can write

*) Technical University, Delft.

$$u/e = r_l/(r_o - r + r_l) \tag{1}$$

If $r > r_o$ amplification occurs; if $r = r_o + r_l$ instability arises. Consequently r must be smaller than $r_m \overset{def}{=} r_o + r_l$.

Writing $N \overset{def}{=} r_o - r + r_l$, the power P_l dissipated in the load is

$$P_l = e^2 r_l / N^2 .$$

The power P_o delivered by the generator is

$$P_o = e^2/N,$$

hence

$$P_l/P_o = r_l/N = u/e .$$

Now the power in the load has a maximum at $r_l = r_o - r$, but in this case $N = 2 r_l$, leading to

$$P_l/P_o = u/e = \tfrac{1}{2} .$$

This means that in stead of amplification we have attenuation. Now we observe that in this case the load is matched to the circuit, for the resistance between the terminals A and B (fig. 1) as seen to the left, equals $r_o - r$.

However, when we choose r in such way that not the load but the generator is matched to the circuit, then $r_o = r_l - r$. Now $N = 2 r_o$ and

$$P_l/P_o = u/e = r_l/2 r_o. \tag{2}$$

When $r_l > 2 r_o$ we obtain amplification.

Let $r_l = k r_o$, then $P_l/P_o = k/2, r = r_l - r_o = (k-1) r_o$ and $r_m = (k+1) r_o$. (3)

Hence, $r < r_m$ and the circuit is stable.

3. Bandwidth for connection in series

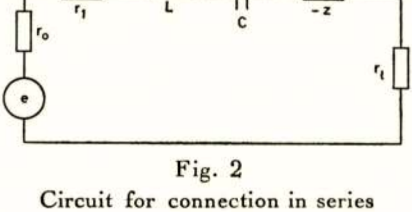


Fig. 2
Circuit for connection in series

For the calculation of the bandwidth we must use a more complete scheme, e.g. a parametric amplifier (fig. 2) where the negative impedance $-z$ is given through $z = r/(1 + 2j\delta Q_2)$, where δ is the normalized frequency deviation with respect to ω and Q_2 is a quality factor. Then

$$\frac{u}{e} = \frac{r_l}{r_0 + r_1 + j\omega L + 1/j\omega C - z + r_l}.$$

We now write $2\,\delta\,\omega L = \omega L - 1/\omega C$ and $\omega L = Q_1 (r_0 + r_l)$ (neglecting r_1 with respect to r_l). If $(2\,\delta\,Q_2)^2 \ll 1$, we have

$$\frac{u}{e} = \frac{r_l}{r_0 + r_l - r + 2\,j\,\delta\{(r_0 + r_l)\,Q_1 + r\,Q_2\}}. \qquad (4)$$

The maximum gain G occurs when $\delta = 0$, hence is given by

$$G = r_l/(r_0 + r_l - r) = r_l\,N. \qquad (5)$$

This equation has been studied before, (eq. 1).
For the calculation of the bandwidth we write (4) in the form

$$u/e = r_l/\{N + 2\,j\,\delta\,M\} \text{ where}$$

$$M = (r_0 + r_l)\,Q_1 + r\,Q_2.$$

The $3\,db$ bandwidth follows from:

$$(N^2 + 4\,\delta^2\,M^2)^{1/2} = N\sqrt{2};$$

hence

$$2\,\delta\,M = N.$$

The normalized bandwidth is then given by

$$2\,\delta = N/M.$$

The product of the maximum gain and the normalized bandwidth is given by

$$G\,2\,\delta = \frac{r_l}{N}\frac{N}{M} = \frac{r_l}{M} = \frac{r_l}{(r_0 + r_l)\,Q_1 + r\,Q_2}. \qquad (6)$$

If the generator is matched to the circuit, we have from (5) $G = G_a = r_l/2\,r_0$; introduction of k defined in (3) gives

$$G_a\,2\,\delta = \frac{k\,r_0}{(r_0 + k\,r_0)\,Q_1 + (k-1)\,r_0\,Q_2}.$$

If $k \gg 1$, then

$$G_a\,2\,\delta \cong \frac{1}{Q_1 + Q_2}.$$

In the general case we write (6) as

$$G\,2\,\delta = \frac{r_l}{\omega L + r\,Q_2} = \frac{1}{Q_2}\,\frac{1}{r/r_l + \omega L/r_l Q_2} = \frac{1}{Q_2}\,\frac{1}{r/r_l + a},$$

where

$$a = \omega L / r_l Q_2 .$$

Now, it follows from (5) that

$$r/r_l = 1 + r_o/r_l - 1/G \text{ hence}$$

$$G . 2\delta = \frac{1}{Q_2} \frac{1}{1 + r_o/r_l - 1/G + a} . \quad (7)$$

For a given circuit the product of the maximum gain and the normalized bandwidth is a constant, provided that $G \gg 1$.

From (7) we conclude further that is advisable to choose $r_o/r_l \ll 1$, in which case $G\, 2\,\delta$ is as large as possible. If the generator is matched to the circuit this is indeed the case and we have $G_a = r_l/2\, r_o$ and consequently

$$G_a\, 2\,\delta = \frac{1}{Q_2} \frac{1}{1 - 1/2\, G_a + Q_1/Q_2} .$$

4. Amplification for connection in parallel

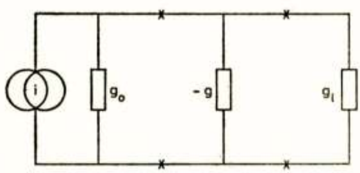


Fig. 3
Circuit for connection in parallel

So far we studied the connection in series of load and negative impedance. The dual case of connection in parallel can be analysed in the same way. Fig. 1 is then replaced by fig. 3.

In this case we obtain

$$u/i = 1/(g_o - g + g_l) = 1/N ,$$

$$i_l = i\, g_l/N ,$$

$$P_l = g_l\, i^2/N^2 .$$

where u = voltage across the load, i = generator current source, g_o = internal conductance of the generator, $-g$ = negative conductance, g_l = conductance of the load, i_l = current through the load, P_l = power dissipated in the load.

The power P_o delivered by the generator.

$$P_o = i^2/N .$$

hence

$$P_l/P_o = g_l/N .$$

Matching the load to the circuit gives $g_l = g_o - g$ and $N = 2\,g_l$. Then $i_l = \frac{1}{2}\,i$. Here again, attenuation occurs. However, matching the generator to the circuit gives $g_o = g_l - g$ and $N = 2\,g_o$.

In this case

$$G_a = i_l/i = g_l/2\,g_o = P_l/P_o\,, \tag{8}$$

which result is similar to (2).

We conclude from (2) and (8) that we have amplification whenever $r_l < 2\,r_o$ at the connection in series and whenever $g_l > 2\,g_o$ or $r_o > 2\,r_l$ at the connection in parallel. Therefore it depends on the ratio of r_o and r_l which connection has to be made.

Although the case of exact matching of the generator to the circuit (either in series or parallel) has been considered, it is clear that in the case of imperfect matching also amplification can be obtained.

Manuscript ontvangen op 15 juli 1965

Mogelijkheden van de bemonsteringsoscillografie van zeer snelle verschijnselen

door A. v.d. Grijp *)

Voordracht gehouden voor het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap op 13 maart 1964 te Utrecht

Summary

A survey is given of the factors limiting the bandwidth of a sampling oscilloscope. The most important factor seems to be the resonance frequency of the sampling diode. With at the moment realisable components it seems possible to build a sampling oscilloscope with a bandwidth of 50 *Gc/s*. If the mechanical construction of the sampling diode can be improved, it is expected that a bandwidth of 100 *Gc/s* is possible.

Since the real bandwidth may be considerably smaller than the apparent bandwith it is possible to achieve an apparent noisefactor of less than 1. An experimental input circuit is described having a bandwidth of 15 *Gc/s* or a transient response of 20 *psec*. The apparent noisefactor is 0.3.

1. Inleiding

Voor het waarnemen van signalen met een bandbreedte van meer dan 1 *GHz* heeft men tegenwoordig de beschikking over twee essentiëel verschillende soorten oscillografen

Het oudste type vertoont veel overeenkomst met de gangbare elektronenstraaloscillograaf. De belangrijkste verschillen zijn een speciale uitvoering van het deflectiesysteem en het ontbreken van een signaalversterker. Op deze manier zijn oscillografen gemaakt met bandbreedten van 3 tot 10 *GHz* [1]). Een bezwaar van deze apparaten is de relatief geringe gevoeligheid. Op het ogenblik geldt 30 *mV*/lijndikte als zeer goed.

Als het te bestuderen verschijnsel zich vele malen herhaalt bestaat een andere waarnemingsmogelijkheid. Het is het elektrische analogon van de bestudering van periodieke bewegingen door middel van stroboscopische belichting. Hierbij wordt op een aantal momenten een monster van het signaal genomen.

*) Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, Nederland.

Uit deze monsters kan de vorm van het signaal gereconstrueerd worden. Op enkele aspecten van deze bemonsteringstechniek zal nader worden ingegaan.

2. Methoden van bemonstering

Er kan onderscheid worden gemaakt tussen systemen waarbij het waar te nemen signaal een vaste herhalingsfrequentie moet hebben en systemen waarbij dit niet noodzakelijk is. De bemonstering van éénmalige snelle verschijnselen lijkt nog weinig aantrekkelijk.

2.1. *Bemonsteringssystemen voor signalen met vaste herhalingsfrequentie*

Systemen van dit type zijn reeds beschreven door Jansen[2]) en Goodall en Dietrich [3]). Hiervan is het systeem van Goodall en Dietrich het eenvoudigste. Zij gaan uit van twee wisselspanningen met frequenties die vlak bij elkaar liggen. Van de ene spanning wordt het te onderzoeken verschijnsel afgeleid. Dit verschijnsel wordt door een poortschakeling afgetast die door de andere spanning gestuurd wordt. Deze poort is gedurende een klein deel van de periode geopend. De uitgangsspanning van de poortschakeling bestaat nu uit een reeks impulsen, waarbij de grootte van elke impuls evenredig is met de waarde

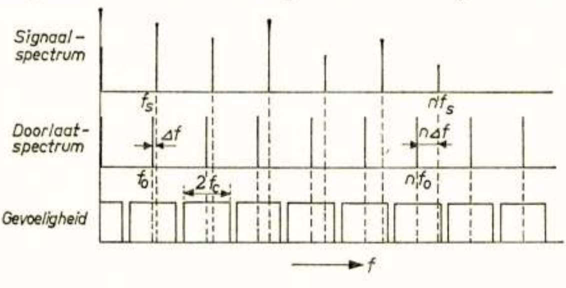


Fig. 1
Optredende spectra bij een bemonsteringssysteem wanneer het signaal een vaste herhalingsfrequentie f_s heeft. Bij de gevoeligheidskromme is aangenomen dat het laagdoorlaatfilter bij f_c abrupt afsnijdt, terwijl $f_c < 1/2\ f_0$.

van het te onderzoeken verschijnsel tijdens de doorlaatperiode.

In fig. 1 is het frequentiespectrum van een signaal gegeven

met daaronder het spectrum van de doorlaatfunctie van de poortschakeling. Hierbij is aangenomen dat de openingstijd van de poort klein is t.o.v. het snelste signaaldetail. Dit betekent dat het spectrum van de doorlaatfunctie verder doorloopt dan het signaalspectrum. Het uitgangssignaal is nu het produkt van het ingangssignaal en de doorlaatfunctie van de poort. Uit het spectrum van dit produkt kunnen n componenten gekozen worden met frequenties welke een veelvoud zijn van de verschilfrequentie $\triangle f = f_s - f_0$. Een eenvoudige berekening leert dat de som van deze termen een getrouwe copie geeft van het ingangssignaal, echter een factor $f_s/\triangle f$ trager verlopend. Bij een juiste keuze van de frequenties is dit signaal met een normale oscillograaf waar te nemen.

De eenvoudigste manier om de gewenste en ongewenste componenten te scheiden is het gebruik van een laagdoorlatend filter.

Dit is mogelijk indien de hoogste gewenste frequentie ($n \triangle f$) lager is dan de laagste ongewenste frequentie ($f_s - n \triangle f$). De afsnijfrequentie van het filter (f_c) moet tussen deze frequenties in liggen.

Bij een keuze van de frequenties waarbij $f_c < \frac{1}{2} f_0$ blijkt de ingang van de oscillograaf voor bepaalde frequentiebanden ongevoelig te zijn. Om namelijk een mengprodukt te geven in het doorlaatgebied van het filter moet een ingangssignaal binnen één van de in fig. 1 getekende frequentiebandjes liggen. De werkelijke bandbreedte van het ingangscircuit is de som van deze frequentiebandjes. Daar alle signaalcomponenten in deze gevoelige gebiedjes vallen, ligt het voor de hand een schijnbare bandbreedte te definiëren welke gelijk is aan de hoogste frequentie waarbij de oscillograaf gevoelig is. De werkelijke bandbreedte is dan bij benadering een factor $2 f_c/f_0$ maal de schijnbare bandbreedte. Bij deze schijnbare bandbreedte is een schijnbaar ruisgetal te definiëren dat een factor $2 f_c/f_0$ maal het werkelijke ruisgetal bedraagt.

In principe kan $\triangle f$ willekeurig laag gekozen worden zonder de gevoeligheid voor het signaal te beïnvloeden. Het is dus mogelijk f_c klein te kiezen t.o.v. $\frac{1}{2} f_0$. Door f_c te verlagen kan het schijnbare ruisgetal ook afnemen. Hiervoor is nodig dat het werkelijke ruisgetal minder dan evenredig met $1/f_c$ toeneemt bij afnemende f_c. In dat geval kan het schijnbare ruisgetal zelfs minder dan 1 worden.

2.2. *Bemonsteringssystemen voor signalen met fluctuerende periodetijd*

Hiervoor zijn schakelingen ontwikkeld waarbij het bemonsteringssysteem door het te onderzoeken verschijnsel of een ermee samenhangend signaal wordt gestart [4,5]). De bemonstering kan elektronisch vertraagd worden. Door bij elke volgende bemonstering deze vertraging iets groter te maken kan het gehele signaal worden afgetast.

Met behulp van geheugenschakelingen wordt na elke bemonstering op het scherm van een elektronenstraalbuis een punt geschreven. Hierbij is de horizontale deflectie lineair afhankelijk van de vertraging, de vertikale deflectie van de grootte van de impuls welke de poortschakeling levert. De vorm van het ingangssignaal wordt zo benaderd door een reeks punten.

Het is mogelijk bij deze schakeling een vorm van tegenkoppeling toe te passen [6]). Hiertoe worden aan de poortschakeling het te onderzoeken signaal en de uitgangsspanning van een geheugen toegevoerd. De schakeling wordt nu zo gekozen dat de poortschakeling het verschil meet tussen de momentele waarde van de ingangsspanning en de geheugen-spanning. Nadat de bemonstering heeft plaats gevonden verandert de geheugenspanning een factor a maal deze verschilspanning.

Wanneer $a = 1$ is na elke bemonstering de geheugenspanning gelijk aan de signaalspanning op het bemonsteringstijdstip. Voor kleinere waarden van a treedt een schijnbare traagheid van de oscillograaf op. Na een sprong $\triangle U$ van de ingangsspanning zal na de n-de bemonstering de uitgangsspanning een bedrag $\{1 - (1 - a)^n\} \triangle U$ veranderd zijn. De limiet hiervan is $\triangle U$ en dus onafhankelijk van a.

De schijnbare traagheid is uit te drukken in een aantal beeldpunten. Door het verschil in vertraging bij opeenvolgende bemonsteringen te verkleinen is deze schijnbare traagheid willekeurig klein te maken t.o.v. de werkelijke traagheid van het ingangscircuit.

Evenals in het vorige geval is hier een schijnbaar ruisgetal te bepalen. Als de ruisbijdrage tot de opeenvolgende uitgangsimpulsen van de poortschakeling niet gecorreleerd zou zijn, zou het schijnbare ruisgetal een factor $\frac{2}{a} - 1$ kleiner zijn dan het werkelijke ruisgetal. Vaak treedt echter wel correlatie op waardoor de winst in signaal-ruisverhouding aanzienlijk minder kan zijn.

2.3. *Bemonstering van éénmalige signalen*

In principe is het mogelijk een éénmalig verschijnsel met een aantal poortschakelingen te bemonsteren. Hierbij moet het signaal zodanig aan de ingangen worden toegevoerd dat deze elkaar niet storen. De praktische moeilijkheden die zich hierbij voordoen maken het systeem niet aantrekkelijk daar gekozen moet worden tussen een lage gevoeligheid en een geringe bandbreedte

Het is niet waarschijnlijk dat hiermee een duidelijke winst t.o.v. de normale oscillograaf zonder of met signaalversterker behaald kan worden.

3. **Bandbreedtebeperkingen van poortschakelingen**

De snelste en tevens eenvoudigste poortschakeling wordt gevormd door een enkele halfgeleiderdiode welke door een spanningsimpuls gedurende korte tijd geleidend wordt gemaakt. De belangrijkste factoren welke de bandbreedte beperken zijn:

1. De vorm van de stuurimpuls.
2. Het geleidingsmechanisme van de poortdiode.
3. Ongewenste circuitparameters zoals diodecapaciteit en zelfinductie.

3.1. *De vorm van de stuurimpuls*

Uit de beschouwing van de frequentiespectra van fig. 1 volgt dat de bandbreedte van de poortschakeling gelijk is aan de breedte van het spectrum van de doorlaatfunctie. Voor een schatting van de bandbreedte wordt aangenomen:

1. De karakteristiek van de poortdiode verloopt exponentiëel:

$$i = I_0 \left(e^{U/U_0} - 1\right)$$

Hierin is I_0 de verzadigingsstroom in de sperrichting.
U_0 bedraagt voor de meeste dioden 26 tot 40 mV.

2. De schakelimpuls heeft de vorm van een parabool.

$$U = U_1 \left\{1 - (2\,t/\tau)^2\right\} \text{ voor } |t| \leq \tfrac{1}{2}\,\tau$$

3. $U_1 >> U_0$

De frequentie waarbij de componenten van het spectrum van de zo gedefiniëerde poortschakeling een factor $\sqrt{2}$ kleiner geworden zijn, kan worden benaderd door:

$$f_{\sqrt{2}} = \frac{0{,}38}{\tau}\sqrt{\frac{U_1}{U_0}}$$

Met behulp van een verbeterde uitvoering van een reverse recovery diode [7]) is het mogelijk gebleken zeer snelle impulsen op te wekken. Metingen aan een dergelijke impuls hebben aangetoond dat bij een amplitude van 6 V de vorm van de top door de aangegeven parabool kan worden benaderd met $U_1 = 1\ V$ en $\tau = 30\ psec$. Wordt deze impuls gebruikt om een poortdiode met $U_0 = 35\ mV$ te schakelen, dan is de bandbreedte van deze poortschakeling ongeveer 70 *GHz*. Opgemerkt dient te worden dat de snelheid van de boven beschreven impuls voor een belangrijk deel wordt bepaald door de zelfinductie en de capaciteit van de impulsvormende diode. Deze grootheden kunnen in het vermelde geval nog aanzienlijk verkleind worden. De duur van de beschikbare stuurimpulsen laat dan ook op het ogenblik een bandbreedte van minstens 100 *GHz* toe.

3.2. *Het geleidingsmechanisme van de poortdiode*

De belangrijkste traagheidsverschijnselen die verwacht kunnen worden zijn:

1. De looptijd van de ladingsdragers over de barrière.
2. De levensduur van de geïnjecteerde ladingsdragers.

3.2.1. De looptijd van de ladingsdragers over de barrière

De traagheid waarmee de driftsnelheid van de ladingsdragers zich aanpast aan een elektrisch veld is van de orde 1 *psec*. Hier ligt dus een uiterste grens waar halfgeleiders als schakelelementen zijn te gebruiken.

De snelheid van de ladingsdragers met gemiddelde energie bedraagt bij kamertemperatuur ongeveer 10^5m/sec. Hierbij is gerekend met de massa van een vrij elektron. Bij een barrièredikte van 0,2 micron zal de looptijd van over de barrière diffunderende ladingsdragers enkele picoseconden bedragen. Bij een frequentie van 100 *GHz* zal dit effect dus nog niet als begrenzing optreden. De barrièredikte van 0,2 μ is voor schakeldioden gemakkelijk realiseerbaar.

3.2.2. De levensduur van geïnjecteerde ladingsdragers

De ladingsdragers welke de barrière zijn overgestoken kunnen

na het omkeren van de spanning weer terugkeren zolang hun energieniveau niet beneden een bepaalde waarde is gedaald.

Als de levensduur van de energieniveaux van de geïnjecteerde ladingsdragers groot is t.o.v. de duur van de stroom in voorwaartsrichting keren praktisch alle ladingsdragers terug.

De netto lading welke de diode passeert nadert dan tot nul. Onder bepaalde omstandigheden kan de netto lading zelfs van teken omkeren [8]).

De spanning welke tijdens het terugvloeien van de geïnjecteerde lading over de diode staat heeft enige invloed op de totaal teruggevloeide lading. Dit betekent dat na afloop van de gewenste geleidingsimpuls voor het signaal een hierop aansluitende tweede geleidingsimpuls optreedt. Bij ruwe benadering mag gesteld worden dat de grootte van de eerste impuls evenredig is met de netto lading door de diode, de grootte van de tweede impuls met de totale teruggevloeide lading. De verhouding van de netto lading en de teruggevloeide lading neemt af bij afnemende duur van de stroom in voorwaartsrichting. Beneden een bepaalde duur van de gewenste geleidingsimpuls zal dus de ongewenste geleidingsimpuls gaan overheersen, waardoor de openingstijd van de poort door de levensduur van de geïnjecteerde energieniveaux wordt bepaald. Het verband tussen deze levensduur en de minimale openingstijd van de poort hangt uiteraard af van de structuur van de diode. Metingen aan een aantal dioden hebben aangetoond dat de minimale openingstijd gewoonlijk tussen $^1/_5$ en $^1/_2$ maal de hersteltijd ligt. De hier bedoelde hersteltijd volgt uit een meting waarbij een sinusvormige spanning op de diode wordt gezet. Fig. 2 toont hoe uit het verloop van de stroom de hersteltijd wordt gedefiniëerd.

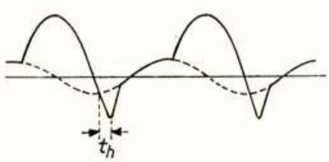


Fig. 2
Definitie van de hersteltijd t_h. De gestippelde kromme geeft de capacitieve stroom aan wanneer geen geleiding zou optreden. Hierbij is aangenomen dat de capaciteit constant is.

Op het ogenblik realiseerbare snelle dioden zijn de metaalhalfgeleiderdiode en de galliumarsenidepuntcontactdiode.

Bij de metaal-halfgeleiderdiode bestaat de stroom in de doorlaatrichting in hoofdzaak uit ladingsdragers die van de halfgeleider naar het metaal gaan. Deze geïnjecteerde „hete" ladingsdragers verliezen zeer snel zoveel energie dat terugkeer over de barrière niet meer mogelijk is. De te verwachten hersteltijd is

in de orde van 1 psec. Tot een bandbreedte van 1000 *GHz* treedt dit effect dus niet als snelheidsbeperking op.

De galliumarsenide-puntcontactdiode wordt gewoonlijk geformeerd om een gewenste karakteristiek te verkrijgen. In dit geval mag worden aangenomen dat een *pn*-overgang wordt gevormd, evenals bij de gelegeerde diode. In deze gevallen wordt de hersteltijd van de diode bepaald door de recombinatietijd van de geïnjecteerde minderheidsladingsdragers.

Met een meetsysteem met een responsietijd van 20 *psec.* is getracht de hersteltijd van een aantal galliumarsenide-puntcontactdioden te bepalen. Er is echter geen enkele aanwijzing gevonden dat er een geleidingsstroom in de sperrichting vloeide. Er mag daarom aangenomen worden dat de hersteltijd beneden 15 *psec.* is. Dit laat openingstijden toe van minder dan 3 à 7 *psec.* Met een galliumarsenide-puntcontactdiode zal dus een poortschakeling mogelijk zijn, waarvan de bandbreedte door dit effect pas boven 50 à 100 *GHz* wordt begrensd.

3.3. *Zelfinductie en capaciteit van de poortdiode*

De resonantiefrequentie van een diode is bepalend voor de bandbreedte welke kan worden bereikt met deze diode als ingangspoort van een bemonsteringsoscillograaf. Deze resonantiefrequentie wordt bepaald door de inwendige zelfinductie van de diode en de barrière-capaciteit. De zelfinductie en capaciteit van de behuizing zijn minder belangrijk. Deze kunnen meestal worden opgenomen in het transmissiesysteem waardoor de diode wordt gevoed. Wanneer diodecircuit op de juiste wijze wordt gedempt is de transmissie van de diodeaansluitingen naar de barrière tot de resonantiefrequentie acceptabel.

De moeilijkheden om een hoge resonantiefrequentie te bereiken liggen in hoofdzaak in het constructieve vlak. Bij de tegenwoordige stand van de techniek is het mogelijk gebleken een resonantiefrequentie te halen van meer dan 50 *GHz*. Dit is gemeten aan een galliumarsenide-puntcontactdiode [9]).

3.4. *Samenvatting van bandbreedtebeperkingen*

Uit de verschillende beschouwde bandbreedtebeperkingen blijkt dat op het ogenblik de belangrijkste beperking door de resonantie van de diode wordt gevormd. Met een combinatie van op het ogenblik realiseerbare componenten zou een poort-

schakeling met een bandbreedte van 50 *GHz* mogelijk zijn. Dit betekent een sprongresponsie van ongeveer 6 *psec*.

4. Beperkingen van een bemonsteringsoscillograaf

De belangrijkste beperking van de bemonsteringsoscillograaf is de eis dat het waar te nemen verschijnsel zich vele malen moet herhalen. Verder moet deze herhaling gelijkvormig zijn, daar anders de beelden welke de oscillograaf geeft niet ondubbelzinnig zijn te interpreteren. Een eenvoudig voorbeeld ter illustratie hiervan is de meting van een signaal, bestaande uit een reeks impulsen met een herhalingsfrequentie f_s. Als op dit signaal een verschijnsel is gesuperponeerd dat om de andere impuls optreedt, dan is de herhalingsfrequentie hievan $\frac{1}{2} f_s$. Er treden nu twee verschillende impulsen op die afwisselend voorkomen. Laat de vorm van deze impulsen voor te stellen zijn door U_1 en U_2. Een beschouwing van het frequentiespectrum leert dat de componenten met een frequentie $n f_s$ alleen de informatie van het gemiddelde van U_1 en U_2 bevatten, terwijl het verschil van U_1 en U_2 uit de componenten met een frequentie $(n + \frac{1}{2}) f_s$ kan worden bepaald. Wanneer dit signaal met een bemonsteringsoscillograaf volgens 2.1 wordt gemeten, blijkt deze alleen het gemiddelde van beide impulsen te tonen. De informatie omtrent het verschil valt juist in de ongevoelige gebieden van deze oscillograaf. Hierbij is aangenomen dat de oscillograaf is afgestemd op de frequentie f_s en dat $f_c < \frac{1}{2} f_0$.

Bij het in 2.2 beschreven type oscillograaf is het verlies aan informatie minder groot. Hier worden twee krommen door elkaar geschreven van de vorm $pU_1 + qU_2$ en $qU_1 + pU_2$. De waarden van p en q zijn afhankelijk van de in 2.2 gedefiniëerde a.

$$p = \frac{1 - a}{2 - a} \qquad q = \frac{1}{2 - a}$$

Alleen voor het geval $a = 1$ hebben de krommen de vorm van de te meten impulsen. Wanneer a onbekend is kan alleen weer het gemiddelde van de twee impulsen worden bepaald. Voor zeer kleine waarden van a naderen beide geschreven krommen tot dit gemiddelde.

5. Systemen voor modulatiemetingen aan hoogfrequente spanningen

Wanneer het te onderzoeken signaal een gemoduleerde hoog-

frequente spanning is bestaat een mogelijkheid om tot aanzienlijk hogere frequenties te meten dan uit de in 3 aangegeven bandbreedtebegrenzingen zou volgen. Daar is namelijk aangenomen dat de gevoeligheid vanaf lage frequenties constant moet zijn. Wanneer de uiterste frequenties van het waar te nemen signaal relatief dicht bij elkaar liggen is slechts vereist dat de gevoeligheid in deze frequentieband constant is. Het doorlaatspectrum van de poort behoeft nu alleen in deze frequentieband vlak te zijn. Hieraan wordt voldaan door een sinusvormige doorlaatfunctie met een frequentie in het midden van de band, gemoduleerd met een impuls. De herhalingsfrequentie van deze impuls moet gelijk zijn aan de gewenste afstand van de componenten.

Bij een oscillograaf van het type van 2.1 is nu het uitgangssignaal het produkt van het signaal, de sinusvormige doorlaatfunctie en de hierop gemoduleerde impuls. Daar de volgorde van vermenigvuldigen niet interessant is, zijn in principe verschillende oplossingen mogelijk:

1. Het signaal wordt afgetast door een met een impuls gemoduleerde sinusvormige doorlaatfunctie [10]).
2. Het signaal wordt gemengd met een hulpsignaal met de frequentie van een van de componenten van het signaal. Het mengprodukt wordt daarna met een normale bemonsteringsoscillograaf bekeken [11]).
3. Het signaal wordt met een impuls gemoduleerd en daarna met een hulpsignaal met de frequentie van een van de componenten van het signaal gemengd.

Het frequentiegebied waar deze techniek gebruikt kan worden lijkt zeer groot. In het gebied van het zichtbare licht zijn bijvoorbeeld de mogelijkheden 1 en 3 met een Kerr-cel en een fotocel te verwezenlijken, terwijl voor de onder 2 aangegeven mogelijkheid een fotocel en een bemonsteringsoscillograaf vereist zijn. Het voert te ver om op deze mogelijkheden verder in te gaan.

6. Enkele gegevens van een experimentele bemonsteringsoscillograaf

Volgens het in 2.1 beschreven principe is een experimentele bemonsteringsoscillograaf gebouwd. Als bemonsteringsfrequentie is 10 *MHz* gekozen. De tweede frequentie is hieruit afgeleid door fazemodulatie. Op deze manier is het mogelijk gebleken

ongewenste fazefluctuaties beneden 2.10^{-5} te houden. Dit komt overeen met 0,3 *psec.*

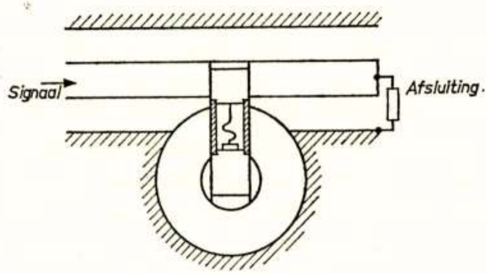


Fig. 3
Mechanische opbouw van de diodepoort. De metalen uiteinden van de diodecapsule zijn praktisch geheel in de binnengeleiders van de kruisende coaxiale systemen opgenomen

De constructie van de poortschakeling is in fig. 3 aangegeven. De diode is in twee elkaar kruisende coaxiale systemen opgenomen. De aansluitingen van de diode maken deel uit van de binnengeleiders van de transmissiesystemen. De capaciteit van de glazen cilinder om de diode wordt voor een groot deel gecompenseerd door het gedeeltelijk ontbreken van de buitengeleider ter plaatse van de kruising. Daarom zijn hier alleen de inwendige capaciteit en zelfinductie van de diode belangrijk.

De gebruikte diode is een galliumarsenide-puntcontactdiode. Hiervan bedraagt de zelfinductie 1 *nH*, de capaciteit van de barrière 0,09 *pF*. De schakeling van het ingangscircuit is in fig. 4 gegeven.

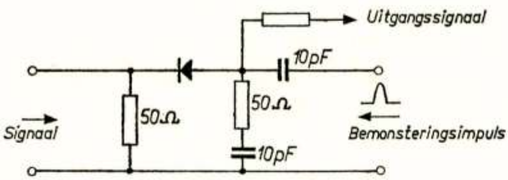


Fig. 4
Schakeling van de diodepoort

De gemeten bandbreedte van deze opstelling is 15 *GHz.* Dit klopt redelijk met de berekende resonantiefrequentie van de diode van 17 *GHz.* Aangenomen mag worden dat de dioderesonantie inderdaad de begrenzende factor is.

Het schijnbare ruisgetal van deze oscillograaf bedraagt 0,3, het werkelijke ruisgetal ongeveer 300.

7. Conclusie

Volgens de beschreven techniek zou met op het ogenblik realiseerbare componenten een bemonsteringsoscillograaf mogelijk zijn met een bandbreedte van ongeveer 50 *GHz*. Het schijnbare ruisgetal hiervan kan kleiner zijn dan 1. De belangrijkste factor welke de bandbreedte begrenst is op het ogenblik nog de mechanische opbouw van de poortschakeling, vooral de constructie van de diode. Wanneer deze constructieve problemen opgelost kunnen worden is wellicht een bandbreedte van 100 *GHz* mogelijk.

Referenties

1. I. A. D. Lewis and F. H. Wells, „Millimicrosecond pulse techniques", Pergamon Press. Chapt. 6.2.10
2. J. M. L. Jansen, „Een experimentele stroboscopische oscillograaf voor frequenties tot circa 50 MHz", Philips Techn. Tijdschr. jaarg. 12, pag. 52-59; 73-82; febr.-mrt. 1950.
3. W. M. Goodall and A. F. Dietrich, „Fractional millimicrosecond electrical stroboscope", Proc. I.R.E. vol. 48, pp. 1591-1594; sept. 1960.
4. J. G. McQueen, „The monitoring of high speed waveforms", Electronic Engng .vol. 24, pp. 436-441; oct. 1952.
5. R. Sugarman, „Sampling oscilloscope for statistically varying pulses", Rev.Sci.Instr. vol. 28, pp. 933; nov. 1957.
6. R. Carlson, „A versatile new DC-500 Mc oscilloscope with high sensitivity and dual channel display", Hewlett-Packerd Journ. vol. 11, no. 5-7; jan.-mar. 1960.
7. J. L. Moll, S. Krakauer and R. Shen, „P-N junction chargestorage diodes", Proc. I.R.E. vol. 50, pp. 43-53; jan. 1960.
8. J. Lindmayer and C. Wrigley, „A new aspect of the semiconductor diode", Journ. of Electron. and. Contr. vol. 14, pp. 289-301; mar. 1963.
9. B. C. DeLoach, „A new microwave measurement technique to characterize diodes and an 800-Gc outoff varactor at zero volts bias", I.E.E.E. Trans. vol. MTT-12, pp. 15-20; jan. 1964.
10. A. F. Dietrich, „8 and 11-Gc carrier pulses produced by harmonic generation", Proc. I.R.E. vol. 49, pp. 972-973; may 1961.
11. K. Miyauchi, „Observation of nanosecond carrier pulses", I.E.E.E. Trans. vol. MTT 12, pp. 221-230; mar. 1964.

Manuscript ontvangen op 9 november 1964

CONGRESSEN E.D.

Interkama 1965

Van 13-19 oktober 1965 wordt in Düsseldorf voor de derde maal bovengenoemd internationaal congres voor meettechniek en automatisering gecombineerd met tentoonstelling gehouden.
Inlichtingen: Nowea, 4 Düsseldorf 10, Postfach 10203.

IEEE - Electron Devices

Van 20-22 oktober 1965 wordt in Washington een internationale bijeenkomst georganiseerd met als onderwerp: „Electron devices".
Publicity Committee: Philco Corporation, Tioga and C Streets, Philadelphia.

Uit het N.E.R.G.

WERKVERGADERINGEN

Teneinde uitvoering te geven aan een Besluit van het Bestuur van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap zullen, ter vergroting van de actualiteit van het Tijdschrift, voortaan korte samenvattingen worden gegeven van de werkvergaderingen.
Er zal naar worden gestreefd de publikatie van deze samenvattingen te doen plaatsvinden in het eerste nummer dat verschijnt nadat de werkvergadering is gehouden. Eventueel volgt in een later stadium een publikatie van de volledige voordracht.
De hier geïntroduceerde rubriek loopt vooruit op de nieuwe gedaante die het Tijdschrift met ingang van nummer 1 - 1966 zal krijgen.

Redactie.

Op woensdag 26 mei 1965 werd door het N E R G een bezoek gebracht aan de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Stadskanaal.
In deze, in 1955 gestichte, fabriek worden transistoren, halfgeleiderdioden en televisiebeeldbuizen gefabriceerd door ongeveer 2500 mensen, waarvan 1600 „direct" deelnemen aan het fabriceren.
Het produceren van de halfgeleiders en de beeldbuizen geschiedt grotendeels gemechaniseerd; het automatiseren van het meten van de halfgeleiders is gedeeltelijk voltooid.
Aan het onderhoud van de gebouwen, de installaties en de machines en aan de bedrijfsmechanisatie werkt een groep van 275 mensen, voornamelijk technici en vaklieden.
Voor het voortbestaan en de verdere groei van het bedrijf is het belangrijk dat een deel van het personeel, dat reeds in het bedrijf werkzaam is, verder studeert. Voortdurend volgen ongeveer 500 mensen cursussen: buiten het bedrijf o.a. vormingscursussen voor jeugdigen, lessen aan de lagere technische school en een leergang aan de universiteit in Groningen voor reeds afgestudeerde hogere technici.
In het bedrijf zelf zijn talrijke cursussen georganiseerd o.a. een cursus met algemene voorlichting over de industrie, een opleiding tot vakman voor lagere technici en een leergang voor uitgebreid technisch onderwijs. Het is duidelijk dat ook de elektrische en elektronische vorming belangrijk is op alle niveau's tussen adspirant-monteur en hoger technicus.
Voor het examen „radiomonteur-N E R G" zijn in een periode van twee jaar elf leerlingen geslaagd; aan het examen „radiotechnicus" nemen telkens technici deel.



Luchtfoto van het complex; op de voorgrond de beeldbuizenfabriek, op de achtergrond de halfgeleiderfabriek.

Ir. R. J. Nienhuis van het ontwikkelingslaboratorium Philips', Nijmegen hield ter gelegenheid van dit bezoek een inleiding over Silicium Planaire Technieken.

Deze techniek dankt haar bestaan aan het feit, dat Siliciumdioxyde (SiO_2), een afdoend „masker" is tegen indringing van vreemde atomen in het silicium bij hoge temperaturen. Vreemde atomen kunnen bij hoge temperaturen (900-1200° C) alleen in het silicium diffunderen via in het oxyde geëtste gaten en zo een pn-overgang vormen.

Wanneer men uitgaat van een schijf silicium (plak) met een overmaat donoratomen (n-type silicium) kunnen op deze wijze een borium- (p-type) en een fosfor- (n-type) diffusie over elkaar heen worden gelegd, aldus een npn-transistor vormend.

De elektrische eigenschappen van een transistor-type zijn een compromis tussen de verschillende vrijheidsgraden van het proces:

1. Lage dopings-concentratie van de collector:
   Lage collector-capaciteit, hoge doorslagspanning, echter: hoge collector-serieweerstand en lage afsnijfrequentie bij hogere stromen.
2. Kleine emitter-collector afstand: hoge afsnijfrequentie, hoge stroomversterking, echter: hoge basisweerstand.
3. Grote oppervlakken van de junctions: hoge stroom-typen, hoge capaciteiten waardoor punt 2 moeilijker te realiseren wordt.

De epitaxie (hoogohmige n-laag op laagohmig n-substraat) bracht een aanzienlijke verlaging van de collector-serieweerstand. Speciale diffusie-technieken maken het mogelijk een hoge afsnijfrequentie te realiseren met behoud van een lage basis-weerstand.

Extra diffusies (bijv. goud) verlagen de levensduur van de minderheids-ladingsdragers, dit is vooral belangrijk voor schakeltransistoren.

De planaire techniek maakt het mogelijk actieve elementen en weerstanden te integreren op één kristal (integrated circuits). Een jonge ontwikkeling is de veld-effect-transistor in twee uitvoeringen: de junction-F.E.T. en de M.O.S.T. (Metal Oxyde Silicon Transistor). Deze transistoren die een hoge ingangsimpedantie hebben gelijken, wat karakteristieken betreft, veel op de penthode. De M.O.S.T. is een zeer belangrijk hulpmiddel bij de studie van de invloed

van de samenstelling van oxyden op de stabiliteit van halfgeleiders. Beweeglijke ladingen zijn verantwoordelijk voor instabiliteit. De ontwikkeling van npn-transistoren met hoge stroomversterking bij lage collectorstroom en de ontwikkeling van pnp-transistors eisen een beheersing van de verschijnselen aan het silicium-siliciumdioxyde oppervlak.

Een tweede technische voordracht werd gehouden door de heer A. Poos van het kwaliteitslaboratorium Philips', Nijmegen, hij sprak over kwaliteitsbeheer bij de halfgeleiderfabricage.

Van fabricagestandpunt bezien is de procescontrole de meest belangrijke factor in het kwaliteitsbeheer, daar de kwaliteit niet bij een produkt kan worden ingemeten doch tijdens het fabricageproces moet worden „ingebouwd".

De volgende punten maken deel uit van deze procescontrole:

- inkomende testen aan materialen enz.
- fabricagevoorschriften
- testen en metingen tijdens het fabricageproces.

Bezien vanuit het standpunt van de afnemers is de controle op het eindprodukt zeer belangrijk, daar selecties worden gemaakt overeenkomstig zijn verwachtingen en eisen aan het af te leveren produkt.

In het fabricagestadium van eindmeten worden de produkten gemeten volgens de F-test-specificatie. In de publikatie wordt toegestaan op deze metingen ingangscontroles te baseren, tevens is een deel der metingen nodig vanuit algemeen kwaliteitsoogpunt.

Op bovenstaande fabricagemetingen wordt een statistische of indien noodzakelijk 100% IIe controle uitgeoefend volgens de zgn. Test II-specificatie. De resultaten hiervan worden vastgelegd in overzichten, die het uitgaande kwaliteitsniveau aangeven. Hiervoor zijn enige minimale eisen vastgelegd in Acceptance Quality Level — (AQL) — waarden.

Het spreekt vanzelf, dat het werkelijk af te leveren kwaliteitsniveau ver boven deze gegarandeerde waarden moet liggen om geen retourpartijen van afnemers te verwachten.

Bij een statistische controle bij de fabricagemetingen volgens het steekproefsysteem zijn er twee zgn. sleutelkarakteristieken: dit zijn de criteria die de kans op een verkeerde beslissing bepalen.

1. *Leverancier's risico*

   Er is een waarschijnlijkheid, dat een steekproefsysteem een goede partij zal afkeuren. Deze kans is het leverancier's risico genoemd en is over het algemeen vastgelegd op 5%, d.w.z. er is een 95%-kans, dat een goede partij geaccepteerd zal worden.

   De goede kwaliteit, gedefinieerd door het percentage toegestane uitval, wordt bepaald door dit risico-punt en wordt Acceptance Quality Level genoemd.

2. *Afnemer's risico*

   Er is een waarschijnlijkheid, dat een steekproefsysteem een slechte partij zal accepteren.

   Deze kans is genoemd het afnemer's risico en is over het algemeen vastgelegd op 10%, d.w.z. er is een 10%-kans, dat een slechte partij geaccepteerd zal worden.

   De niet-acceptabele kwaliteit, gedefinieerd door het percentage uitval, wordt bepaald door dit risico-punt en wordt Lot Tolerance Percent Defection genoemd.

EXAMENCOMMISSIE



Op 9 augustus 1965 overleed op 82-jarige leeftijd

BASTIAAN SLIKKERVEER

Naast zijn zelfstandig beroep als leraar wiskunde en zeevaartkunde te 's-Gravenhage vervulde de heer Slikkerveer van 1937 tot 1957 de functie van secretaris-penningmeester van de Examencommissie van het N.R.G. Hij is de man geweest die een goede organisatie in het leven heeft geroepen voor de N.R.G.-examens voor Radiotechnicus en Radiomonteur.

Tot in zijn 75ste levensjaar heeft hij met hart en ziel hieraan gewerkt. Met recht kon hij, toen hij zijn taak neerlegde, van „zijn" examencommissie spreken.

Het Genootschap en in het bijzonder de examencommissie heeft veel aan Slikkerveer te danken.

P. H. B.

Verslag van het examen Radiomonteur en Radiotechnicus gehouden in het voorjaar 1965.

RADIOMONTEUR

Het schriftelijk examen werd gehouden op 5 april 1965. De mondelinge examens vonden plaats op 24, 25 mei, 9, 10, 15 en 21 juni.

	Schriftelijk	Mondeling	Herexamen
deelgenomen	261	136	6
afgewezen	125	32	1
herexamen	—	7	—
geslaagd	136	97	5

RADIOTECHNICUS

Het examen EERSTE DEEL (schriftelijk) werd gehouden op 12 april 1965. De examens voor het TWEEDE DEEL (mondeling en praktisch) vonden plaats op 31 mei, 1, 14 en 21 juni.

	Ie deel	IIe deel	Herexamen
deelgenomen	256	74	4
afgewezen	193	36	—
herexamen	—	1	—
geslaagd	63	37	4

Aan 2 candidaten RADIOTECHNICUS (A. A. A. G. de Bruin, Prinsenbeek en L. Terlouw, Oegstgeest) werd de WERA-fonds examenprijs toegekend.

In het verslag van het voorjaarsexamen 1964 werd vermeld, dat een groot aantal candidaten Radiotechnicus voor het EERSTE DEEL moest worden afgewezen op grond van een zeer laag gemiddeld cijfer.

Hoewel het aantal geslaagden in het voorjaar 1965 belangrijk groter was dan in het voorjaar 1964, waarin de resultaten bijzonder slecht waren, moet helaas toch weer de conclusie worden getrokken, dat de meeste candidaten deelnamen zonder behoorlijk voorbereid te zijn. Dit moge blijken uit de behaalde cijfers (gemiddelde voor de 3 vakken).

Van de 193 afgewezenen behaalde:
11% een gemiddeld cijfer van 2
16% „ „ „ „ 3
31% „ „ „ „ 4
25% „ „ „ „ 5

Hieruit blijkt dat in totaal 83% van de afgewezenen het niet verder kon brengen dan een 5 of lager, en dus ver onder de maat bleef. Moge dit voor toekomstige candidaten een waarschuwing zijn en tevens een aansporing om zich degelijk voor te bereiden en eerst daarna zich voor het examen aan te melden.

LEDENMUTATIES

Nieuwe leden

B. T. J. Holman, A. Paulownadreef 4, Meerveldhoven.
J. H. Schaatsberg, Oude Amersfoortseweg 275, Hilversum.
Ir. C. van Velthooven, Middelburgsestraat 33, Scheveningen.

Voorgestelde leden

Ir. L. de Boer, P. van Houtstraat 38, Duiven.
Ir. G. van Dasler, Bonninkestraat 52, Hilversum.
Ir. W. Visscher, van Goyenlaan 195, Soest.

Nieuwe adressen van leden

Ir. H. C. Aalbers, Syndicuslaan 5, Delfzijl.
Ir. Th. Q. Bennebroek, Schoutenstraat 8, Leiderdorp.
C. le Comte, Naarderstraat 240, Huizen (N.H.).
Prof. Dipl. Ing. J. Deketh, a/c Naciones Unidas, Apartado 1969, Caracas, Venezuela.
Ir. J. W. Ero, Benoitstraat 64, Eindhoven.

Jhr. Dr. Ir. M. Gevers, Koekoeklaan 21, Eindhoven.
Ir. C. C. M. van Oerle, Glippendreef 58, Heemstede.
Ir. E. Roza, Gravenstraat 23, Geldrop.
Dr. Ir. J. P. M. Schalkwijk, Sylvania Applied Research Laboratory,
40 Sylvan Road, Waltham, Mass., U.S.A.
Ir. J. Th. R. Schreuder, Burg. Keyzerlaan 177, Leidschendam.
Ir. D. L. A. Tjaden, Poortakker 2, Knegsel (N.B.).
Ir. A. C. Tuinenburg, Rhijngeesterstraatweg 12, Oegstgeest.
Ir. G. Verkroost, Thorbeckeplantsoen 8, Maastricht.
Ir. G. L. Walther, Hertogenlaan 32, Geldrop.
Ir. M. Weeda, Tilburgseweg 33, Eindhoven.

Overleden

G. A. Bus, Larenseweg 120, Hilversum.

Bedankt als lid

Ir. L. H. Hovenkamp, Laan van Alkemade 4, Oegstgeest.
Kol. Ir. J. C. Kok, Rich. Wagnerlaan 56, Den Haag.

Dit nummer werd gedrukt op 22 oktober 1965.